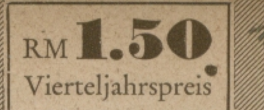
RM 1.50
Vierteljahrspreis



Auslese der FUNKTECHNIK

Zeitschrift für das Gesamtgebiet der Elektronentechnik

Verantwortlich für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold VDE, z. Zt. Kiel
Mitarbeiter: M. von Ardenne, Berlin . Prof. Dr. Benz, Wien . Dr. L. Brück, Berlin . Dr. F. Fuchs, München. J. Kammerloher, Berlin . Dr. O. Macek, München . Dr. H. Roosenstein, Berlin . Dr. W. Runge, Berlin . Dr. H. Schwarz, München . Dr. K. Steimel, Berlin . Obering. R. Urtel, Berlin . Prof. Dr. H. Wigge, Köthen u. a.

In diesem Heft vor allem:

Anoden- und Gitterspannungsbrumm

Aus dem Inhalt:

In den folgenden Heften:

Akustische Größen und Stoffkenngrößen; Konstruktive Fragen; Megohmmeter; Impulsgerät; Aufgaben und Lösungen; Richtkennlinien und Richtflächen

Franckh'sche Verlagshandlung, Abt. Technik
Stuttgart-O, Pfizerstraße 5/7

Funkauslese 24 Jg. 5 Nr. 1 S. 1–16 Stuttgart, Mai 1943

Die Auslese der Funktechnik erscheint jährlich 4mal und kostet im Jahr RM 5.—. Einzelheft RM 1.50

Anoden- und Gitterspannungsbrumm

Von Obering. A. Perger, Pforzheim

In netzgespeisten Empfängern wird die Gleichspannung für die Anoden- und Schirmgitterzweige sowie unter Umständen auch die Gittervorspannung dem Anodenstromgleichrichter des Gerätes entnommen. Die im Gleichrichter gewonnene Spannung ist noch von Wechselspannungen überlagert. Sie muß also durch Siebmittel, die auf den Gleichrichter folgen, geglättet werden. Durch eine genügende Anzahl von Siebmitteln könnte man die überlagerten Wechselspannungen beliebig schwächen. Doch der Siebung ist aus wirtschaftlichen Gründen sehr bald eine Grenze gesetzt, weshalb sich eine gewisse Welligkeitsspannung nicht vermeiden läßt. Diese gelangt unmittelbar über die Gleichspannungszuführung zu den Röhrenpolen und wird gegebenenfalls in den Verstärkerstufen so verstärkt wie die Nutzspannung. Den auf solche Art entstehenden Brumm bezeichnet man als Anoden- bzw. Gitterspannungsbrumm.

Überblick

Bestimmend für das Ausmaß des am Ausgang eines Empfängers zur Wirkung kommenden Anodenstrombrumms sind:

- Die Frequenz der Welligkeitsspannung.
- Der Wert der Welligkeitsspannung.
- Die Verstärkung, mit der die Brummspannung verstärkt wird.
- Frequenzgang des Wiedergabeorgans (z. B. des Lautsprechers).

In Rundfunkempfängern wird für die Erzeugung der Anodengleichspannung fast durchweg von Ein- oder Zweiweggleichrichtung Gebrauch gemach. Bei dem Entwurf des Gleichrichters muß außer auf die abzugebende Gleichspannung und Leistung auch auf die entstehende Welligkeitsspannung und Welligkeitsfrequenz Rücksicht genommen werden. Gemäß Bild 1 und 2 sind die Pausen zwischen den einzelnen Stromstößen und bei Einweggleichrichtung größer als bei Zweiweggleichrichtung. Das Verhältnis beträgt 1 : 2. Entsprechend verhalten sich die Welligkeits-Grundfrequenzen wie 2 : 1. Die Welligkeitsfrequenz beträgt nämlich bei Einweggleichrichtung 50 Hz und bei Zweiweggleichrichtung 100 Hz, wenn die Netzfrequenz in beiden Fällen 50 Hz hat.

Auch die Werte der Welligkeitsspannung unterscheiden sich bei Ein- und Zweiweg-

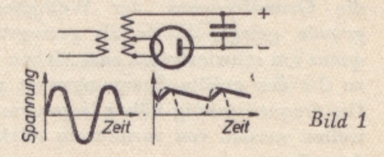


Bild 1

gleichrichtung. Wegen der bei Einweggleichrichtung größeren Intervalle zwischen Aufladung und Entladung hat hier auch die Welligkeitsspannung einen höheren Wert als bei der Zweiweggleichrichtung. In grober Annäherung ist er bei Einweggleichrichtung für gleiche Kapazität

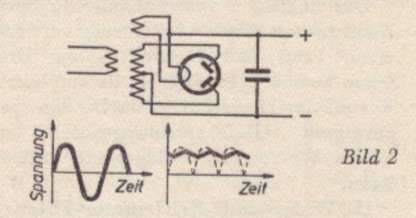


Bild 2

des Ladekondensators, für dieselbe Gleichrichterspannung und für die gleiche Belastung etwa doppelt so groß wie bei Zweiweggleichrichtung. Im einzelnen hängt der Wert der Welligkeitsspannung z. B. von dem Widerstand der Transformator-Sekundärwicklung, von dem Innenwiderstand des Gleichrichters, von der Kapazität des Ladekondensators und von der Stromentnahme ab. Die in Rundfunkgeräten am Ladekondensator auftretenden wirksamen Werte der Welligkeitsspannung liegen etwa zwischen 5 und 15 V und zwar bei Zweiweggleichrichtung im allgemeinen unter 10 V und bei Einweggleichrichtung meist über 10 V.

Die Filter für den Gesamt-Anodenstrom

Zur Glättung der Welligkeit nach dem Ladekondensator werden hauptsächlich zwei Filterarten, nämlich das Spulen-, Kondensator- und das Widerstands-Kondensator-Filter verwendet (Bilder 3 und 4). Vor allem, wenn eine sehr wirksame Siebung erforderlich ist, verwendet man beide Arten gemeinsam (Bild 5).

Beim Bemessen der Siebschaltung wird die Grundfrequenz der Welligkeit zugrunde gelegt, da sie als geringste Frequenz am schwierigsten auszusieben ist und zu ihr der größte Spannungswert gehört. Die frequenzmäßig höher liegenden Oberwellen werden von vornherein stärker gedrosselt.

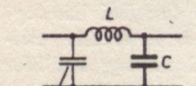


Bild 3

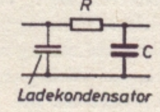


Bild 4

Das in Bild 3 veranschaulichte Spulen-Kondensator-Filter wird immer verwendet, wenn Preis und Gewicht einer Drossel keine ausschlaggebende Rolle spielen. Der Vorteil der Drossel liegt darin, daß sie bei geringem Gleichspannungsabfall einen hohen Wechselstromwiderstand aufweisen kann.

Das Widerstands-Kondensator-Filter nach Bild 4 hat den Nachteil, daß der Widerstand für Gleich- und Wechselstrom denselben Wert aufweist. Man kann dieses Filter nur anwenden, wenn an die Glättung der Welligkeitsspannung keine großen Ansprüche gestellt werden oder der Anodenstrom gering ist. Dieses Filter findet man für den Gesamt-Anodenstrom oft bei Kleinstempfängern, da bei diesen – infolge des geringen Wirkungsgrades des Lautsprechers im unteren Frequenzbereich – auch höhere Brummspannungen kaum stören.

Ein zusammengesetztes Filter nach Bild 5 wird benutzt, wenn einfache Drossel-Kondensator-Siebung mit Gliedern üblicher Größe nicht mehr ausreicht. Dieser Fall tritt bei größeren Geräten des öfteren auf, da bei ihnen infolge der hohen Verstärkung gerade der tiefen Frequenzen und der Resonanzlage großer Lautsprecher im Baßbereich, Brummspannungen bevorzugt verstärkt und wiedergegeben werden. Der

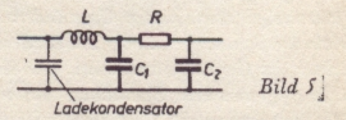


Bild 5

im Widerstand zusätzlich auftretende Gleichspannungsabfall kann bei Wechselstrom-Großgeräten eher in Kauf genommen werden, da hier durch entsprechende Bemessung des Gleichrichters von vornherein eine höhere Spannung erreicht werden kann, was zwar den Gleichrichterteil verteuert, aber doch nicht so, daß es für den Gesamtpreis ins Gewicht fällt, und wirtschaftlich immer noch günstiger ist als die Anwendung einer zweiten Drossel.

Die Glättung des Gesamt-Anodenstromes nach dem Ladekondensator wird meist so weit getrieben, daß der wirksame Wert der Brummspannung hinter der Siebung, also für die Endröhre, noch etwa folgende Werte aufweist:

Kleinstgeräte ...	0,5 bis 1 V
mittlere Geräte ..	0,2 bis 0,5 V
Großgeräte	0,05 bis 0,15 V

Beträgt z. B. die Welligkeitsspannung am Ladekondensator noch 10 V und soll die für die Endröhre noch zulässige Brummspannung 0,2 V nicht überschreiten, so muß das Filter, das aus einer Drossel und einem Kondensator besteht, diese Spannung im Verhältnis 1: 50 schwächen. Diese Wirkung wird z. B. für 100 Hz, also Zweiweggleichrichtung, mit etwa 8 H und 16 μF erzielt.

Zusätzliche Filter für die Vorröhren

Für die Vorstufen muß die für die Endröhre noch zulässige Welligkeitsspannung um den Verstärkungsgrad dieser Stufen verringert werden.

Die Verstärkungsziffer der Vorverstärkerstufen kann einen Wert von einigen 100 annehmen. Da der Anodenstromverbrauch

der Vorverstärkerstufen gegenüber dem Gesamt-Anodenstrom sehr gering ist, kann bei Einzelsiebung die erwünschte hohe Glättung gemäß Bild 6 durch Anwendung sehr hoher Längswiderstände mit verhältnismäßig kleinen Querkapazitäten erzielt werden.

Trotz dieser Möglichkeit ist man bestrebt, auch mit geringerem Aufwand

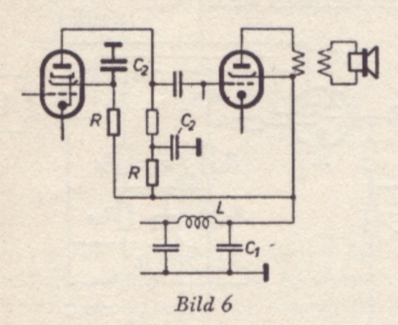


Bild 6

höchstmögliche Wirkungen zu erhalten und wendet deshalb verschiedene Schaltkniffe an.

Lautsprecher-Erregung als Drossel

Die Drossel des Filters ist ein Bauteil, der im Verhältnis zu anderen Teilen eines Empfängers viel Eisen und Kupfer für sich beansprucht. Dasselbe gilt für die Erregerspule des dynamischen Lautsprechers. Um die Drossel zu sparen, schaltet man die Lautsprecher-Erregerspule so, daß sie an Stelle der Drossel vom Gesamt-Anodenstrom durchflossen wird. Hierbei wirkt sie als Drossel für den Anodenstrom und liefert gleichzeitig das Feld für den dynamischen Lautsprecher. Unter der Bemessung der Spule für die Felderzeugung leidet die Drosselwirkung etwas, was aber durch Erhöhung der Kondensatorkapazitäten ausgeglichen werden kann.

Kompensation der Brummspannung

Reicht die vorgesehene Siebung nicht aus, so kann man nach Bild 7 einen Teil der Brummspannung durch eine Gegenspannung ausgleichen. Man bringt zu diesem Zweck eine Kompensationsspule in das Feld der als Drossel benutzten Erregerspule des dynamischen Lautsprechers und schaltet diese mit der Ausgangsspule des Lautsprecherübertragers in Reihe. In die Kompensationsspule wird die in der Erregerspule

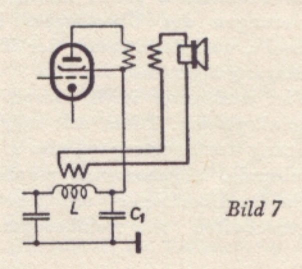


Bild 7

vorhandene Brumm - Wechselspannung transformiert und durch entsprechende Polung gegenphasig dem Triebspulen-Stromkreis des Lautsprechers zugeführt. Bei der Brummkompensation auf diese Art muß die Gegenspannung in Wert und Phase genau stimmen. Das läßt sich labormäßig für e i n Gerät erreichen, womit man tatsächlich einen großen Teil der Brummspannung unwirksam machen kann.

Bei Reihenherstellung aber treten Schwierigkeiten auf, die die nützliche Wirkung dieser Kompensationsmethode sehr verringern, ja sogar unter Umständen ins Gegenteil umschlagen lassen. Bei der Reihenherstellung spielen hier für alle Einheiten, die innerhalb des Kompensationskreises liegen (Kompensationsspule, Übertrager-Sekundärspule, Lautsprecher-Schwingspule, Frequenzgang des Lautsprechers, Wert der zu kompensierenden Brummspannung im Anodenkreis der Endröhre usw.), die Toleranzen eine Rolle. Diese können bewirken, daß aus der Gegenkopplung eine Mitkopplung wird und so das Brummen sogar stärker wird.

Brummverringerung durch Gegenkopplungen innerhalb des Verstärkers

Will es der Zufall, daß die untere Resonanz des Lautsprechers genau im Frequenzbereich der Brummfrequenz liegt, so verursachen schon die geringsten Brummspannungen (also Spannungen, die unter Um-

ständen dem Wert nach viel kleiner sind, als oben angegeben) ein unzulässiges Brummen. Durch Änderung des Ausgangsübertragers kann die entsprechende Resonanz etwas verschoben werden. Doch genügt diese Maßnahme meist nicht, auch sind Änderungen des Übertragers kaum erwünscht, weil damit auch der übrige Frequenzgang beeinflußt wird.

Viel wirksamer ist in diesem Fall eine Gegenkopplung. Diese soll möglichst am Ausgang des Übertragers, also z. B. an der Triebspule, abgenommen werden, damit auch die Übertrager- und Lautsprecher-Eigenschaften mit einbezogen werden

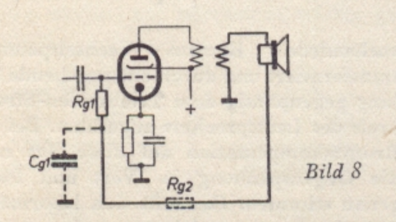


Bild 8

(Bild 8). Noch besser ist es, wenn die Gegenspannung aus einer eigens für diesen Zweck bemessenen Spule entnommen wird, die im Sprechstromfeld liegt. Um die unerwünschte Lautsprecher-Resonanz unschädlich zu machen, genügt es normalerweise, wenn die Gegenkopplung lediglich über die Endstufe geht. Die in Bild 8 gestrichelt eingetragenen Glieder C_{g1} und R_{g2} dienen dazu, die Gegenkopplung für mittlere und hohe Frequenzen zu unterdrücken.

Wenn der Anodenstrombrumm seine Quelle in der ungenügenden Siebung der Vorstufen hat, kann man die Gegenkopplungsspannung auch über die Vorstufen führen.

Das Herabsetzen der Kapazität der Kathodenkondensatoren der Niederfrequenz-Vor- und Endröhre wirkt als Gegenkopplung für die tiefen Frequenzen und verringert so die Brummspannung.

Weitere Kompensationsmöglichkeiten durch Gegenkopplung zeigen Schaltungen nach Bild 9 und Bild 10. Diese haben den Vorteil, daß sie nur die der Anodenspannung überlagerte Brummspannung gegenkoppeln, ohne den sonstigen Frequenzverlauf des Verstärkers und des Lautsprechers zu beeinflussen. Bei der Anwendung derartiger Kompensationsverfahren muß darauf geachtet werden, daß durch die bei der Serienfabrikation von Rundfunkempfängern vorkommenden Toleranzen und Streuungen der Einzelteile und Röhren die grundsätzliche Wirkung der Kompensation nicht verändert wird.

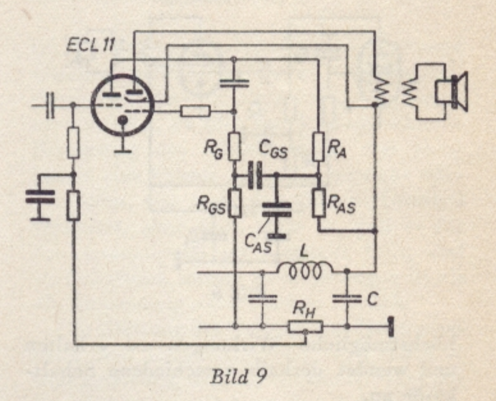


Bild 9

In Bild 9 ist der Siebkondensator C_{GS} für die Gittervorspannung des Vierpolteiles der Röhre ECL 11 statt an Minus oder Masse an den Siebkondensator C_{AS} gelegt, der die Anodenspannung für den Dreipolteil der ECL 11 siebt. An dem Kondensator C_{AS} tritt eine Brummspannung auf; ein Teil dieser Brummspannung wird über den Kondensator C_{GS} dem Steuergitter des Vierpolteiles zugeführt und kompensiert so die am Widerstand R_{GS} noch vorhandene Brummspannung. Damit können die Kapazitäten der Kondensatoren C_{AS} und C_{GS} viel kleiner gewählt werden als bei der üblichen Siebung. Die Phasenverhältnisse sind in solchen Fällen zunächst nicht immer eindeutig erkennbar, weshalb man derartige Schaltungen im allgemeinen durch Versuche ermitteln wird.

In Bild 10 werden durch den Längswiderstand R nur die Anodenströme der Vorröhren und der Schirmgitterstrom der Endröhre gesiebt, während der Anodenstrom der Endröhre am Ladekondensator C abgenommen wird. Dabei kann der Sieb

widerstand einen ziemlich hohen Wert haben, weil der Anodenstrom der Endröhre wegfällt und deshalb der Spannungsabfall noch in erträglichen Grenzen bleibt. So

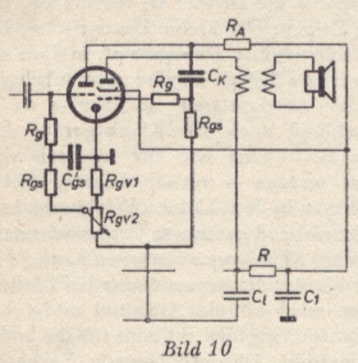


Bild 10

wird für die Vorröhren genügende Siebung erreicht, ohne daß für die Kondensatoren C_l und C_1 besonders große Kapazitäten gewählt werden müssen.

An dem Anodenzweig der Endröhre liegt hier allerdings die ungesiebte Spannung des Ladekondensators C_l. Da aber im Gitterkreis der Endröhre ebenfalls keine Siebung stattfindet, wird ein Teil des Anodenbrumms kompensiert. Der Dreipolteil ist anodenseitig recht wenig gesiebt. Ein Teil dieser Brummspannung wird auf die Gitterspannung des Endröhrensystems übertragen und der Brumm so teilweise ausgeglichen. Die restliche Brummkompensation wird dann für beide Systeme (Vor- und Endstufe) am Gitter des Dreipolteiles über den einstellbaren Widerstand R_{gv2} bewerkstelligt. R_{gv2} muß regelbar sein, da jede Toleranz der Widerstände, Kondensatoren sowie der Röhren die Phasen- und Wertverhältnisse der Kompensation ändert. R_{gv2} muß für jedes Gerät besonders eingestellt und nach jedem Teil- oder Röhrenwechsel nachgestellt werden. Bei der Veränderung von R_{gv2} wird auch die Gittervorspannung des Dreipolteiles verändert. Deshalb muß der Regelbereich von R_{gv2} begrenzt sein. In diesem Sinne wird die Gittervorspannung für die Röhre *UCL* 11 nicht an einem, sondern an den beiden Widerständen R_{gv1} und R_{gv2} abgenommen. Auch das Ändern des Kopplungskondensators C_K oder des Siebkondensators C_{gs} bringt eine Änderung der Kompensation. Die Schaltung wird nur bei Kleinstgeräten durchgeführt, da die Anoden-Entbrummung trotz der vielseitigen Kompensation unvollständig bleibt.

Auch durch Verringern der Anoden- und Gitterwiderstände sowie der Kopplungskapazitäten zwischen den Verstärkerstufen kann der tiefe Anodenstrombrumm etwas herabgesetzt werden. Doch ist diese Methode nicht vorteilhaft, weil sie den übrigen Frequenzgang ebenfalls nachteilig beeinflußt. Man wendet sie nur dann an, wenn ein Überschuß an Verstärkung vorhanden ist.

Bei größeren Geräten, bei welchen eine betonte Baßwiedergabe erwünscht ist, scheiden Kompensationsmethoden – durch Gegenkopplungen für die Brummspannungen innerhalb der Nutzverstärkerkreise – vollkommen aus.

Allstromgeräte

Die vorstehenden Ausführungen, die sich auf Wechselstrom-Empfänger bezogen, gelten grundsätzlich auch für das Entbrummen der Allstromgeräte. Diese arbeiten meist mit Einweggleichrichtung, weshalb ihre Brummfrequenz kleiner ist und deshalb ihre Siebmittel größer ausfallen. Die Anwendung von Kompensationsmethoden ist bei allen Allstrom-Empfängern ebenfalls möglich. Hierbei muß aber beachtet werden, daß die Frequenz des Anodenbrumms je nach dem jeweiligen Netzbetrieb ganz verschieden sein kann. Während z. B. bei Wechselstrombetrieb (bei Einweggleichrichtung) die 50 Hz vorherrschen, treten beim Betrieb mit Gleichstrom Frequenzgemische auf, die zum Teil in den Bereichen von einigen 100 Hz liegen. Ein wirksames Mittel zur teilweisen Unterdrückung starker Störspannungen aus dem Gleichstromnetz ist die Verwendung der Gleichrichterröhre, auch bei Gleichstromanschluß. Es war früher vielfach üblich, daß beim Betrieb mit Gleichstrom aus Allstromgeräten die Gleichrichterröhre entfernt wurde. Man kam jedoch bald hiervon

ab, denn wenn solche Geräte an stark verseuchten Gleichstromnetzen brummfrei arbeiten sollen, wäre der Aufwand an Siebmitteln ohne Gleichrichterröhre viel größer als mit Gleichrichterröhre.

Klein- und Kleinstgeräte

Bei diesen Geräten wird mit Rücksicht auf die darin benutzten Lautsprecher, die die tiefen Frequenzen schlecht wiedergeben, zum Entbrummen des Anodenstromes weniger Aufwand getrieben als bei mittleren und großen Geräten, obschon die meisten Klein- und Kleinstgeräte in Allstromausführung gebaut werden.

Sofern in solchen Geräten permanentdynamische Lautsprecher verwendet werden, geschieht die Siebung des Gesamt-Anodenstromes vorwiegend mit Wirkwiderständen. Der dabei verhältnismäßig hohe Gleichspannungsabfall ist bei 220-V-Betrieb noch nicht sehr störend, wirkt sich aber bei 110-V-Betrieb nachteilig aus. Wendet man aus diesem Grunde für die Gesamt-Anodensiebung Drosseln an, so hält man diese doch sehr klein und schafft mit großen Kapazitäten einen gewissen Ausgleich.

In Kleinstgeräten fremderregte, elektrodynamische Lautsprecher und deren Erregerspulen als Drossel zu verwenden, hat wenig Zweck: Der kleine Lautsprecher hat einen sehr kleinen Erregertopf, in dem nur eine geringe Menge Kupfer unterzubringen ist. Der Anodenstrom ist aber – da in Deutschland auch für Kleinstgeräte dieselben Endröhren wie für mittlere verwendet werden – verhältnismäßig hoch, so daß man in dem kleinen Wicklungsraum bei hinreichend geringem Drahtwiderstand nur wenig Windungen vorsehen kann.

Für die Anodenstromsiebung bei Kleinstgeräten wird oft ein Aufwand nötig, der groß ist im Vergleich zu dem für die anderen Bauteile. Durchschlagende Verbesserungen in dieser Richtung sind aber erst möglich, wenn geeignete Röhren, vor allem Endröhren, mit geringer Anodenverlustleistung zur Verfügung stehen. Die dadurch bedingte Verminderung der Sprechleistung könnte bei Kleinstgeräten wohl in Kauf genommen werden.

Die Messung magnetischer Gleichfelder

Von Dr. O. Macek, München

Zur Messung der zeitlich gleichbleibenden Magnetfelddichte in Luftspalten oder in der Umgebung sowohl der Dauermagnete wie auch der gleichstromerregten Elektromagnete stehen uns eine Reihe von Meßverfahren zur Verfügung, die im folgenden erörtert werden. Der vorliegende Aufsatz soll dazu beitragen, dieses mehr physikalische Gebiet der Meßtechnik dem Hochfrequenztechniker näher zu bringen.

Magnetische Maßsysteme

Zunächst ist es notwendig, auf die hier verwendeten Einheiten und Maßsysteme einzugehen. Jn Heft 2 der „Auslese“ 1942 wurden die magnetische Felddichte (magnetische Induktion) und das magnetische Spannungsgefälle (magnetische Feldstärke) behandelt. Was man gelegentlich als „Stärke des Magnetfeldes“ bezeichnet, ist nicht die magnetische Feldstärke oder das magnetische Spannungsgefälle $\mathfrak{H}$, sondern die magnetische Felddichte $\mathfrak{B}$ (auch magnetische Kraftflußdichte oder magnetische Induktion genannt). Sie wird neuerdings meist im praktischen Maßsystem gemessen und zwar mit der Einheit: Voltsekunde je Windung und Quadratzentimeter $\left(\text{abgekürzt: } \frac{Vs}{cm^2}\right)$, während man früher das elektromagnetische C.G.S.-System benutzte, wobei man die Maßeinheit mit „Gauß“ bezeichnete.

Der Zahlenwert der Felddichte, gemessen in $\frac{Vs}{cm^2}$, ist mit der Zahl 10^8 zu vervielfachen, um den Zahlenwert der Felddichte, gemessen in Gauß, zu erhalten.

Oft wird bei magnetischen Messungen

die „magnetische Feldstärke" oder das „magnetische Spannungsgefälle" $\mathfrak{H}$ angegeben.

$\mathfrak{B}$ und $\mathfrak{H}$ im praktischen System

Die beiden Größen Felddichte $\mathfrak{B}$ und magnetisches Spannungsgefälle $\mathfrak{H}$ stehen miteinander in folgender Beziehung:

$$\mathfrak{B} = \mu \cdot \mu_0 \cdot \mathfrak{H}.$$

μ ist die (relative) Permeabilität (eine reine Zahl);

$\mu_0 = 1{,}25 \cdot 10^{-8}$ ist eine physikalische Konstante des praktischen Maßsystems und heißt die „absolute Permeabilität des leeren Raumes". Das Maß von μ_0 ist für eine Windung $\frac{V \cdot s}{\text{cm}^2} : \frac{\text{A}}{\text{cm}} = \frac{V \cdot s}{\text{A} \cdot \text{cm}}$.

Dabei werden $\mathfrak{B}$ in Voltsekunden je Windung und cm^2 sowie $\mathfrak{H}$ in Amperewindungen je cm gemessen. Die praktische Einheit für die magnetische Feldstärke oder das magnetische Spannungsgefälle hängt also mit den magnetischen Wirkungen des Stromes zusammen. Das magnetische Spannungsgefälle 1 herrscht in der Achse einer sehr langen Spule, wenn durch die Spule ein Strom von 1 A fließt und sich auf 1 cm Spulenlänge eine Windung befindet.

$\mathfrak{B}$ und $\mathfrak{H}$ im elektromagnetischen C. G. S.-System

Der Zusammenhang zwischen $\mathfrak{B}$ und $\mathfrak{H}$ ist im elektromagnetischen C.G.S.-System wesentlich einfacher:

$$\mathfrak{B} = \mu \cdot \mathfrak{H}.$$

Dabei ist $\mathfrak{B}$ in Gauß gemessen und $\mathfrak{H}$ in Örsted. Da μ dimensionslos ist, haben $\mathfrak{B}$ und $\mathfrak{H}$ die gleiche Dimension, nämlich $\text{cm}^{-1/2}\, \text{g}^{1/2}\, \text{sec}^{-1}$ und in Luft auch dieselben Maßzahlen. Dies ist auch ein Grund für die Verwirrung, die auf diesem Gebiet herrscht und die schuld daran ist, daß sogar von „Fachleuten" die magnetische Feldstärke $\mathfrak{H}$ in Gauß gemessen wird. Man merke sich: Das „Gauß" ist die C.G.S.-Einheit (genauer: des elektromagnetischen C.G.S.-Systems) für die magnetische Felddichte $\mathfrak{B}$ (auch Kraftflußdichte, magnetische Induktion genannt); das „Örsted" die C.G.S.-Einheit für das magnetische Spannungsgefälle (auch magnetische Feldstärke $\mathfrak{H}$ genannt).

Zwischen der praktischen Einheit für das magnetische Spannungsgefälle $\mathfrak{H}$ $\left(\text{Amperewindungen je cm, abgekürzt: } \frac{\text{Aw}}{\text{cm}}\right)$ und der C.G.S.-Einheit Örsted ($\text{cm}^{-1/2}\, \text{g}^{1/2}\, \text{sec}^{-1}$) besteht folgende Beziehung der Zahlenwerte:

Der Zahlenwert des magnetischen Spannungsgefälles $\mathfrak{H}$ (magnetische Feldstärke), gemessen in Örsted, ist mit 0,796 zu vervielfachen, um seinen Wert in der Einheit $\frac{\text{Aw}}{\text{cm}}$ zu erhalten.

Die bei Dauermagneten am häufigsten vorkommenden Felddichten und Luftspalt-Spannungsgefälle liegen im Bereich von 100 bis 30 000 Gauß bzw. $\frac{\text{Aw}}{\text{cm}}$.

Die Messung der Magnetfelder

Zur Felddichtemessung verwendet man häufig eine „Tauchspule" mit angeschlossenem Kriechgalvanometer. Eine Tauchspule ist eine an einem nicht ferromagnetischen Stab angebrachte kleine Spule von etwa 100 bis 10 000 Windungen, die für den Zweck, für den sie gebraucht wird, möglichst günstige Abmessungen besitzt. Die Spule wird an die Stelle gehalten, an der man die Felddichte messen will und die Spulenachse in die Richtung der Feldlinien gestellt. Sodann wird die Spule mit einer schnellen Bewegung so gedreht oder bewegt, daß nun der sie durchsetzende Feldteil verschwindend klein ausfällt. Diese Änderung des mit der Spule verketteten magnetischen Feldteiles bewirkt in der Spule eine Spannung. Da diese Spannung innerhalb einer kurzen Zeit wirkt, zeigt das Kriechgalvanometer das Zeitintegral dieser Spannung an. An diesem physikalischen Vorgang versteht man am besten die Bedeutung der praktischen Einheit für den Wert des magnetischen Feldes: Der Voltsekunde je Windung. Die Felddichte ist der

Wert des Feldes je Flächeneinheit des Feldquerschnittes, sie hat dabei für eine Windung die Einheit: $\frac{\text{Vs}}{\text{cm}^2}$.

Ist a_0 der Ruheausschlag des Kriechgalvanometers und a_1 der Ausschlag nach dem Herausziehen der Tauchspule, so gilt für das Zeitintegral der induzierten EMK

$$\int E\,\mathrm{d}t = K\,(a_1 - a_0).$$

K ist eine Galvanometerkonstante, welche mit Hilfe einer „Normalspule" geeicht wird.

Eichung mit der Normalspule

Eine „Normalspule" für die Eichung von Tauchspulen zusammen mit einem Kriechgalvanometer ist eine lange einlagige Zylinderspule mit einer gleichmäßigen Wicklung von w Windungen. Die Wicklungslänge sei l und der mittlere Halbmesser der einzelnen Windungen r. Durch die Spule wird ein Gleichstrom von i Ampere geschickt. Beim plötzlichen Abschalten oder Einschalten dieses Stromes entsteht in der Mitte der Spule eine Änderung des magnetischen Kraftflusses vom Betrage:

$$\Delta\Phi = q \cdot \Delta B = \frac{0{,}4\,\pi \cdot i \cdot \pi \cdot r^2 \frac{w}{l}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2r}{l}\right)^2}} =$$

$$= r^2\,\pi \cdot \frac{0{,}4\,\pi \cdot i \frac{w}{l}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2r}{l}\right)^2}} \;[\text{Gauß} \cdot \text{cm}^2] \qquad (1)$$

oder

$$q \cdot \Delta B = r^2\pi \cdot \frac{0{,}4\,\pi \cdot 10^{-8} \cdot i \frac{w}{l}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2r}{l}\right)^2}} \;[\text{Voltsekunde}].$$

Für das Kriechgalvanometer, das den durch die Feldänderung hervorgerufenen Spannungsstoß $\int E\,\mathrm{d}t$ mißt, gilt:

$$\int E\,\mathrm{d}t = q \cdot \Delta B = K\,(a_1 - a_0).$$

und mit einer anderen Konstanten c:

$$\Delta B = c\,(\alpha_1 - \alpha_0)\,. \qquad (2)$$

Die Tauchspulenkonstante c berechnet man ein- für allemal, indem man die Tauchspule T mit einer Normalspule eicht. Zu diesem Zweck bringt man die zu eichende Tauchspule in die Mitte der Normalspule (Bild 1) und schaltet den Strom

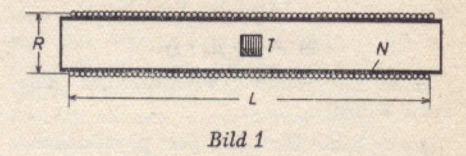


Bild 1

der Normalspule rasch aus oder ein, oder ändert seine Richtung, wodurch man die doppelte Feldänderung erhält. Die Änderung der Felddichte an der Stelle der Tauchspule ist bekannt und nach (1) zu berechnen. Daraus errechnet sich die Konstante c:

$$c_{B_1} = \frac{\Delta B}{{}_1a - \alpha_0} = \frac{0{,}4\,\pi \cdot i \frac{w}{l}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2r}{l}\right)^2}} \; \frac{1}{a_1 - a_0} \left[\frac{\text{Gauß}}{\text{Skalenteil}}\right] \qquad (3)$$

oder

$$c_{B_2} = \frac{0{,}4\pi \cdot 10^{-8} \cdot i \frac{w}{l}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2r}{l}\right)^2}} \; \frac{1}{a_1 - a_0} \left[\frac{\text{Voltsek.}}{\text{Skalenteil}}\right]$$

w = die gesamte Windungszahl

l = die Wicklungslänge

r = der mittlere Wicklungshalbmesser

i = der durch die Normalspule geschickte Strom.

Sie wird nach der Dichte der Magnetfelder gewählt, die man mit der betreffenden Tauchspule ausmessen will. Für Tauchspulen mit vielen Windungen genügt ein geringer Strom in der Normalspule, für Tauchspulen mit wenigen Windungen, die zur Ausmessung starker Felder bestimmt sind, müssen höhere Ströme gewählt werden.

Man kann die Eichung auch in Einheiten

des magnetischen Spannungsgefälles (der magnetischen Feldstärke) $\mathfrak{H}$ durchführen und erhält dann für die Spulenkonstante c:

$$c_{H_1} = \frac{\Delta H}{a_1 - a_0} = \frac{i \frac{w}{l}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2r}{l}\right)^2}} \cdot \frac{1}{a_1 - a_0} \quad \left[\frac{\text{Amperewindung}}{\text{cm} \cdot \text{Skalenteil}}\right]$$

oder

$$c_{H_2} = \frac{0.4\pi \cdot i \frac{w}{l}}{\sqrt{1 + \left(\frac{2r}{l}\right)^2}} \quad \left[\frac{\text{Örsted}}{\text{Skalenteil}}\right]$$

Generator-Methode

Statt eine Tauchspule rasch aus dem Magnetfeld herauszuziehen, kann man auch eine kleine Spule im Magnetfeld rotieren lassen. Die in der Spule entstehende Spannung hat dann sinusförmigen Verlauf. Ihr Wert entspricht der Magnetfelddichte an der Stelle der kleinen, sich drehenden Spule. Ein Wechselspannungszeiger, der in Gauß oder in $\frac{\text{Vs}}{\text{cm}^2}$ geeicht ist, gestattet die unmittelbare Ablesung der Felddichte. Die Eichung geschieht auch hier mit einer Normalspule, die aber – im Gegensatz zur vorhin besprochenen Methode – von einem dauernden Strom durchflossen wird. Die sich drehende Spule wird über eine biegsame Welle durch einen Synchronmotor angetrieben. Für enge Spalten, in denen die Magnetfeldstärke gemessen werden soll, ist diese Methode allerdings schlecht geeignet, da sich die Drehspule nicht beliebig klein herstellen läßt.

Saiten-Methode

In einer schwingenden Saite wird von einem senkrecht zur Schwingungsrichtung stehenden Magnetfeld eine Wechselspannung bewirkt.

Sind Schwingweite, Schwingfrequenz und Schwingungsebene genau festgelegt und reproduzierbar, so ist die Wechselspannung ein Maß für die Felddichte. Die Methode hat den Vorteil, auch bei sehr kleinen Spalten anwendbar zu sein. Da man die Wechselspannung verstärken kann, genügen schon recht geringe Spannungswerte. Ein Nachteil ist die Schwierigkeit, eine genau reproduzierbare mechanische Saitenschwingung herzustellen.

Wismuth-Spirale

Diese von Lenard herrührende Methode ist bei größeren Felddichten besonders einfach und beliebt. Sie beruht darauf, daß der spezifische elektrische Widerstand von Wismuth im magnetischen Feld wächst. Dieser Effekt wird bei höheren Temperaturen schwächer.



Bild 2

Man bringt eine ebene, bifilar gewickelte Spirale (siehe Bild 2) aus Wismuthdraht in das Feld. Die Wismuth-Spirale liegt in einer Widerstandsmeßbrücke, mit der entweder durch Abgleichen oder durch Eichung des Ausschlages des Nullinstrumentes der Widerstandswert der Spule im Magnetfeld gemessen wird.

Hochfrequenzeisen-Methode

Die mittlere Permeabilität von Hochfrequenzeisenkernen ist – wie auch die Permeabilität der meisten magnetischen Eisenlegierungen – von der magnetischen Felddichte abhängig. Wenn man die im Hochfrequenzeisen bewirkte magnetische Felddichte messen will, braucht man also von einer Spule mit Hochfrequenzeisenkern nur eine elektrische Größe zu messen, die von der mittleren Permeabilität abhängt. Eine solche Größe ist deren Induktivität. Diese läßt sich z. B. nach einer Brückenmethode oder einer Resonanzmethode bestimmen. Da nur die Induktivitätsänderung der Spule wichtig ist, wird der Meßbereich entsprechend gewählt.

Diese Methode besitzt noch den Nachteil, daß das Eisen Remanenz- und Hysterese-Erscheinungen zeigt und daß das Gefüge des Hochfrequenzeisens noch zu wenig formbeständig ist und sich unter der Ein-

wirkung starker Magnetfelder, besonders beim Wechseln der Magnetfeldrichtung, in geringem Maße verformt.

Messung des Magnetfeldes mit Elektronenröhren

Die magnetische Felddichte läßt sich mit Magnetfeldröhren durch einfache Strommessungen bestimmen. Elektronen werden in ein Magnetfeld abgelenkt und beschreiben Kreisbahnen, deren Halbmesser in einfacher Weise von der Felddichte abhängt.

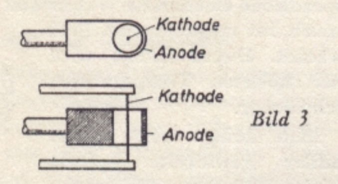


Bild 3

In einer Magnetfeldröhre nach Bild 3 würden sich die Elektronen ohne Magnetfeld mit den in Bild 4 a gezeichneten Bahnen radial zur Anode bewegen. Durch das Magnetfeld werden sie in die durch Bild 4b veranschaulichten Kreisbahnen gezwungen,

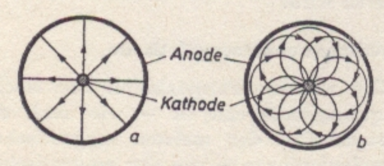


Bild 4

wobei die Richtung des Magnetfeldes mit der Richtung der Achse der zylinderförmigen Anode übereinstimmen muß. Der Anodenstrom nimmt durch Anlegen des Magnetfeldes ab. Bei vorgegebener gleichbleibender Anodenspannung und gleichbleibender Heizung ist der Anodenstrom dieser Röhre von der Dichte des angelegten Magnetfeldes etwa nach der Formel abhängig:

$$I_a = a\left(1 + \frac{b}{\mathfrak{B}^2}\right),$$

worin a und b Konstante sind und $\mathfrak{B}$ die magnetische Felddichte bedeutet. Je größer die Magnetfelddichte wird, desto geringer fällt I_a aus. Man kann also das Anzeigeinstrument unmittelbar in Gauß oder $\frac{\text{Vs}}{\text{cm}^2}$ eichen.

Andere Methoden

Es gibt noch eine Reihe anderer Methoden zur Magnetfeldmessung, die jedoch in der Praxis nicht in dem Maße verwendet werden, daß sich ein genaueres Eingehen lohnt. Sie sollen daher im folgenden nur kurz erwähnt werden.

Wirbelstrom-Methode

Eine in einem Magnetfeld sich drehende Aluminiumscheibe wird gebremst und zwar um so stärker, je dichter das Magnetfeld ist, das auf sie einwirkt. Bei gleichbleibender Antriebskraft ist also die Drehgeschwindigkeit, die die Scheibe annimmt, eine Funktion der Magnetfelddichte. In ähnlicher Weise läßt sich die Messung auch mit der Dämpfung einer schwingenden Scheibe durchführen. Von großem Einfluß auf die Bremskraft oder die Drehgeschwindigkeit sind dabei die Abmessungen des Magnetfeldquerschnittes und die Lage des Magnetfeldquerschnittes zu der Aluminiumscheibe.

Durchbiegung eines Leiters

Ein biegsamer Stromleiter wird im Magnetfeld nach der Seite abgelenkt. Der Leiter wird an einem Ende starr befestigt und am anderen Ende durch eine Feder elastisch gehalten. Dabei bringt man das elastisch gehaltene Leiterende mit einem Zeigerwerk in Verbindung. Wenn durch den Leiter ein vorgegebener gleichbleibender Strom fließt, ist der Zeigerausschlag ein Maß für die Dichte des auf den Leiter wirkenden Magnetfeldes.

Steighöhen-Methode von Quincke

Es gibt eine Reihe von Flüssigkeiten, die in einer Haarröhre in die Höhe steigen, wenn sie in ein Magnetfeld gebracht werden. Bringt man auf der Röhre eine Teilung an, so kann man aus der Steighöhe auf die Felddichte oder über diese auf das magnetische Spannungsgefälle schließen.

Aufgaben-Auslese

Hier folgen zunächst die Lösungen der Aufgaben von Heft 6 des Jahrganges 1942/43. Daran anschließend werden weitere Aufgaben gestellt.

Zu 1. Wir messen die Widerstände mit der Gleichstrom-Meßbrücke und benutzen sie als Spannungsteiler. Die von einem Schwebungssummer oder notfalls einem Glimmlampen-Tonfrequenzgenerator stammende Spannung legen wir als Gesamtspannung an den Spannungsteiler und greifen an ihm eine Teilspannung als Eingangsspannung des Verstärkers ab. Mittels eines Kopfhörers vergleichen wir die Spannungsteiler-Gesamtspannung mit der Ausgangsspannung des Verstärkers, wobei wir mit dem Lautstärkeregler am Kopfhörer gleiche

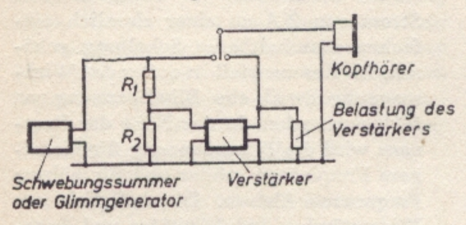


Bild 1

Lautstärke einstellen (Bild 1). Für diese Reglerstellung ist die Verstärkung gegeben durch das Verhältnis $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$. Nun ändern wir das Verhältnis $\frac{R_2}{R_1 + R_2}$ und stellen dafür mit dem Regler wieder gleiche Lautstärke ein. So erhalten wir nach und nach die Wertepaare (Reglerstellung und zugehörige Verstärkung), mit denen wir die gesuchte Reglerkennlinie aufzeichnen können.

Zu 2. Die Aufgabe ist durch Bild 2 veranschaulicht. An Hand dieses Bildes erhalten wir:

$$\frac{R_v}{R_v + 80} = \frac{58{,}5}{U} \quad \text{und} \quad \frac{R_v}{R_v + 200} = \frac{44{,}5}{U}.$$

Teilen wir beide Gleichungen durcheinander, so gibt das:

$$\frac{R_v + 200}{R_v + 80} = \frac{58{,}5}{44{,}5} = 1{,}315.$$

Daraus folgt: $R_v = 300\ \text{k}\Omega$ und mit einer der zwei ersten Gleichungen: $U = 74$ V.

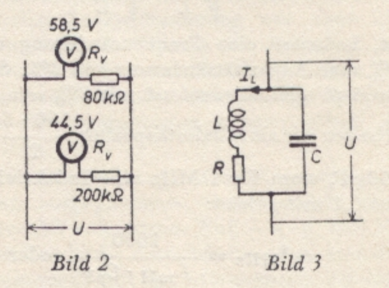


Bild 2 *Bild 3*

Zu 3. Bild 3 zeigt die Schaltung. Auf den Resonanzwiderstand kommen wir folgendermaßen: Die in dem Schwingkreis verbrauchte Leistung N ist gegeben durch $I_L^2 \cdot R$. Darin ist

$$I_L \approx \frac{U}{\omega L},$$

da $R \ll \omega L$ sein muß. Der Resonanzwiderstand R_0 folgt aus $\frac{U^2}{N}$. Also:

$$N = I_L^2 \cdot R = \frac{U^2 \cdot R}{(\omega L)^2};$$

$$R_0 = \frac{U^2}{N} = \frac{(\omega L)^2}{R} = \frac{\omega L}{R} \cdot \omega L.$$

Darin hat nach den Angaben der Ausdruck $\frac{\omega L}{R}$, der die Spulengüte darstellt, einen festen Wert. Somit ist R_0 bei gegebener Frequenz der Induktivität L verhältnisgleich. Einen hohen Resonanzwiderstand bekommen wir unter diesen Umständen mit einer großen Induktivität L.

Für die Resonanz-Kreisfrequenz ω_0 müssen die beiden Blindwiderstände einander gleich sein. Das gibt:

$$\omega_0 \cdot L = \frac{1}{\omega_0 \cdot C} \quad \text{oder} \quad \omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L \cdot C}}.$$

Wenn L groß ausfallen soll, muß C klein werden. Hierfür ist die Bedingung maßgebend, daß eine Kapazitätsänderung von 5 pF eine Frequenzänderung von höchstens 1% bewirken darf. Da

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{L}} \cdot \sqrt{\frac{1}{C}}$$

ist, bedeutet eine Frequenzänderung von 1% eine Kapazitätsänderung von 2%. Sollen 5 pF gleichbedeutend mit 2% sein, so erhalten wir als Mindestkapazität $\frac{100 \cdot 5}{2} =$ 250 pF, wozu für 1 MHz eine Induktivität von 0,1 mH gehört:

$$\omega_0^2{}_{\mathrm{MHz}} = \frac{1000}{L_{\mathrm{mH}} \cdot C_{\mathrm{pF}}} \quad \text{oder}$$

$$L = \frac{1000}{40 \cdot f_0^2{}_{\mathrm{MHz}} \cdot C_{\mathrm{pF}}} = \frac{25}{f_0^2{}_{\mathrm{MHz}} \cdot C_{\mathrm{pF}}} =$$

$$= \frac{25}{1 \cdot 250} = 0{,}1 \text{ mH}.$$

Hierzu ergibt sich mit der Spulengüte $= G$ als Resonanzwiderstand:

$$R_0 = G \cdot 6{,}28 \cdot 10^6 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-1} = G \cdot 628\ \Omega.$$

Neue Aufgaben:

1. An das Plattenpaar für waagerechte Ablenkung ist eine zeitlich sinusförmig verlaufende Wechselspannung von 400 Hz angeschlossen. An dem Plattenpaar für

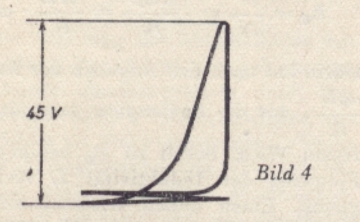


Bild 4

senkrechte Ablenkung liegt eine Spannung, deren zeitlicher Verlauf interessiert. Es ist in rechtwinkligen Koordinaten die die senkrechte Ablenkung bewirkende Spannung abhängig von der Zeit aufzutragen, wenn sich eine Oszillographen-Aufzeichnung nach Bild 4 ergeben hat.

2. Es soll das Bild 4 beispielsweise für den Fall umgezeichnet werden, daß statt der 400 Hz 100 Hz gelten, sich sonst aber nichts ändert.

3. Bild 5 zeigt zwei Resonanzkennlinien, die bei Speisung mit einem gleichbleibenden

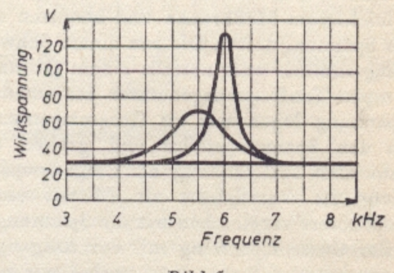


Bild 5

Strom von 2 A zu einer ziemlich einfachen umschaltbaren Schaltung gehören. Im Resonanzfall ist außer der Wirkspannung jeweils eine Blindspannung von 50 V vorhanden. In der Nähe der Resonanz wird die Blindspannung für niedrigere Frequenzen größer und für höhere Frequenzen kleiner. Die lediglich aus Widerständen, Induktivitäten und Kapazitäten bestehende Schaltung und die Ortskurven des Gesamtspannungsvektors sind zu zeichnen. Die Glieder der Schaltung sollen zahlenmäßig angegeben werden. In die Ortskurven trage man Frequenzen ein.

4. Mit einem logarithmisch zeigenden Meßgerät sollen Spannungsmessungen gemacht werden. Das Meßgerät arbeitet mit 220 V-Wechselstrom-Netzanschluß und enthält einen Netzwandler sowie mehrere indirekt geheizte Röhren. Sein Meßbereich erstreckt sich bis 30 V. Die Angaben brauchen nur bis auf 2 db genau zu sein. Leider bestehen gegen die Angaben schwere Bedenken. Wie kann man das Gerät eichen, wenn unglücklicherweise keine auch nur irgendwie passenden Spannungs- oder Stromzeiger oder bekannte Widerstände vorhanden sind?

Spannungsabfall-Ausgleich mit Hilfe eines geregelten Stromquellen-Innenwiderstandes

Von Dr.-Ing. F. Bergtold, F.P. 05997 H.

In Heft 6 der Auslese 1942/43 wurden Stromquellen behandelt, die mit einem Stromausgleich versehen sind: Der der Belastung nebengeschaltete Ausgleichzweig nimmt um so mehr Strom auf, je geringer die angeschaltete Belastung ist. Hier folgen nun Ausführungen über Stromquellen, bei denen der Ausgleich mit Hilfe des Innenwiderstandes erfolgt: Die innere Spannung (EMK) der Stromquelle liegt dabei wesentlich über der betriebsmäßigen Klemmenspannung. Bei geringer Belastung wird durch einen hohen Innenwiderstand ein beträchtlicher Teil der inneren Spannung vernichtet. Mit zunehmender Belastung regelt sich der Wert des Innenwiderstandes selbsttätig herunter. Während dies sonst durch Formeln beschrieben wird, ist im vorliegenden Aufsatz der Versuch gemacht, die Zusammenhänge für die Grundschaltung durch Kennlinienbilder zu veranschaulichen.

Die Arbeitsweise im Kennlinienbild

Bild 1 zeigt eine „natürliche" Stromquellenkennlinie, außerdem die Kennlinie der kompensierten Stromquelle und schließ-

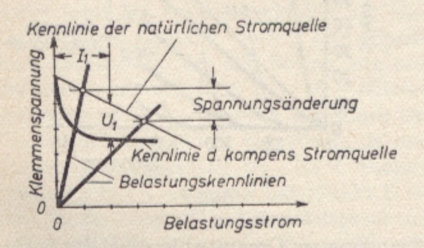


Bild 1

lich noch zwei Belastungskennlinien, deren zugehörige Widerstände sich wie 1 : 4 verhalten.

Aus der natürlichen Stromquellenkennlinie, die zu der unkompensierten Stromquelle gehört, folgt bei Verminderung des Belastungswiderstandes – also bei Erhöhung der Belastung – ein beträchtlicher Rückgang der Klemmenspannung.

Mit der Kompensation erhalten wir zwar dieselbe Leerlaufspannung wie ohne die Kompensation. Wächst die Belastung, so sinkt die Klemmenspannung erst rasch ab, um aber dann über einen weiten Bereich des Belastungsstromes nahezu gleich zu bleiben.

Um den in bezug auf die Klemmenspannung ausgeglichenen Strombereich nach unten bis zum Strom Null – d. h. also bis zum Leerlauf – auszudehnen, muß man die Stromquelle mit einer Grundbelastung versehen. Für Bild 1 ist als Kennlinie der Grundbelastung etwa die steilere der beiden

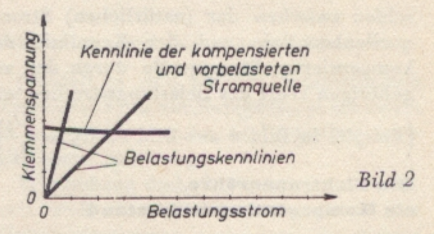


Bild 2

Belastungskennlinien anzunehmen. Bild 2 zeigt das Ergebnis. In diesem Bild ist lediglich der außer der Grundbelastung fließende Strom waagerecht aufgetragen.

Das Schaltbild der kompensierten Stromquelle

Wir wollen hier und in den folgenden Abschnitten die Grundbelastung außer acht lassen, es also in Kauf nehmen, daß die

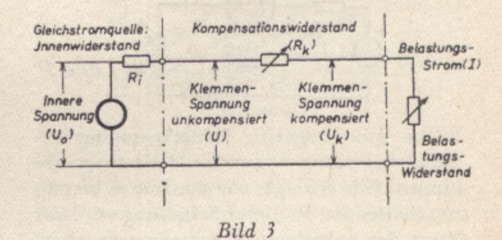


Bild 3

Spannung im Leerlauf und bei sehr geringer Belastung wesentlich größer ist als in dem bezüglich der Klemmenspannung ausgeglichenen Strombereich.

Die Schaltung ist grundsätzlich recht einfach: In Reihe mit dem meist festen Innenwiderstand muß ein zweiter Widerstand liegen, dessen Wert mit wachsendem Belastungsstrom abnimmt (Bilder 3 und 4). Der Wert des Kompensationswiderstandes ergibt sich für jeden einzelnen Belastungsstrom daraus, daß man den Spannungsunterschied zwischen der (natürlichen) Stromquellenkennlinie und der Kennlinie der kompensierten Stromquelle durch den zugehörigen Wert des Belastungsstromes teilt

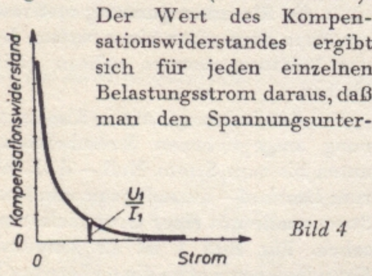


Bild 4

$\left(\text{Beispiel in Bild 4 aus Bild 1: } R_k = \frac{U_1}{I_1}\right)$.

Die Elektronenröhre als Kompensationswiderstand

Als sich ändernder oder – besser gesagt – als geregelter Widerstand erscheint eine Elektronenröhre zweckmäßig. Sie wird so in den Stromweg eingefügt, daß ihre Kathode den einen und ihre Anode den anderen Anschlußpunkt bildet.

Der Innenwiderstand einer Elektronenröhre sinkt mit abnehmender negativer Gitterspannung. Demgemäß muß die Schaltung so gewählt werden, daß die

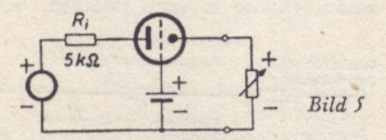


Bild 5

Röhre eine negative Gitterspannung erhält, die mit wachsender Belastung abnimmt. Bild 5 zeigt, wie die Röhre hierfür zu schalten ist. In dieser Schaltung wird der Wert der negativen Gitterspannung allerdings nicht unmittelbar durch den Belastungsstrom, sondern über die Klemmenspannung der Belastung beeinflußt, was aber hier nicht ins Gewicht fällt.

Ein Zahlenbeispiel

Wir betrachten die Wirkungsweise der Schaltung nach Bild 5 zahlenmäßig an Hand der Röhrenkennlinien, die durch Bild 6 gegeben sein mögen.

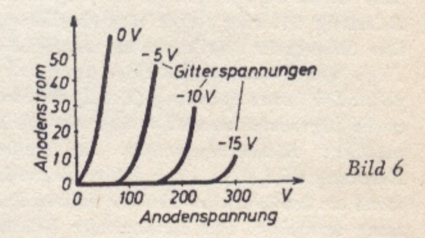


Bild 6

Die Röhre ist gemäß Bild 5 mit dem Innenwiderstand $R_i = 5\ \text{k}\Omega$ in Reihe geschaltet. Somit ergeben sich je nach dem Wert der Gittervorspannung der Röhre die Gesamt-Innenwiderstände, die den dick ausgezogenen Kennlinien von Bild 7 entsprechen. Diese Kennlinien werden auf Grund der Tatsache gewonnen, daß die

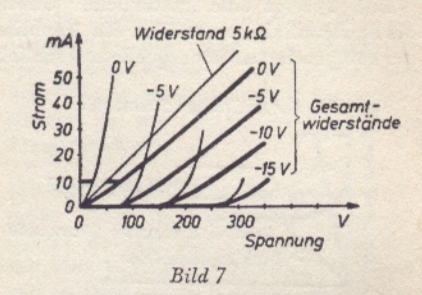


Bild 7

Spannung am Gesamtwiderstand der beiden in Reihe liegenden Stromwege für einen bestimmten Strom gleich der Summe der zwei zu diesem Strom gehörigen Einzelspannungen ist. Das wird in Bild 7 für 0 V Gitterspannung und 10 mA Strom angedeutet (25 V für die Röhre und 50 V für den Widerstand ergeben als Gesamtspannung 75 V).

Mit den Kennlinien für die Gesamt-

Innenwiderstände kommen wir nun rasch weiter: Wollen wir z. B. über einen Belastungsstrombereich von etwa 3 bis 50 mA eine nahezu gleichbleibende Klemmenspannung erhalten, so müssen wir für den Gesamt-Innenwiderstand der Stromquelle rund 300 V opfern. Bild 8 zeigt uns den Zusammenhang: Mit einer negativen Gitterspannung von 15 V erhalten wir bei 3 mA Belastungsstrom am Gesamt-Innenwiderstand einen Spannungsabfall von 300 V (Punkt I in Bild 8). 15 V negative Gitterspannung bedeutet, wie wir das beispielsweise aus Bild 5 entnehmen können, daß die Klemmenspannung an der Belastung um 15 V höher ist als die Spannung der Gitterbatterie. Wenn wir den Belastungsstrom erhöhen, sinkt die Klemmenspannung, womit auch die Gitterspannung um denselben Betrag zurückgeht. Das Sinken der Klemmenspannung findet gemeinsam mit einem Anwachsen des Spannungsabfalles am Gesamt-Innenwiderstand statt: Der Spannungsabfall steigt um den Betrag, um den die Gitterspannung fällt. Zu – 10 V Gitterspannung gehört in unserem Fall somit ein Gesamtspannungsabfall von 305 V, da der Gesamtspannungsabfall zu – 15 V Gitterspannung 310 V betragen hat (Punkt II in Bild 8). Zu Punkt III gehören entsprechend – 5 V und 310 V sowie zu Punkt IV eine Gitterspannung von 0 V und ein Gesamtspannungsabfall von 315 V. Da durch die Punkte I, II, III und IV jeweils nicht nur eine Gitterspannung und ein Gesamtspannungsabfall, sondern auch der zugehörige Belastungsstrom festgelegt sind, können wir nach Annahme eines Wertes für die innere Spannung der unbelasteten Stromquelle (U_0 in Bild 3) die Kennlinien

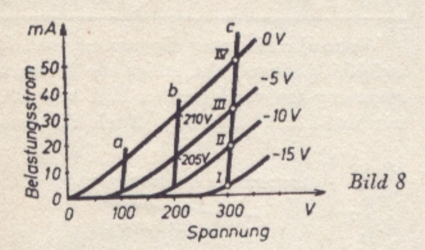


Bild 8

der kompensierten Stromquelle aus Bild 8 entnehmen. Bild 9 zeigt uns diese Kennlinien für eine innere Spannung von 400 V und für die dem Bild 8 zugrunde liegenden Verhältnisse. Außerdem sehen wir in Bild 9 noch die zu 400 V und 5 kΩ gehörige Kennlinie der unkompensierten Stromquelle.

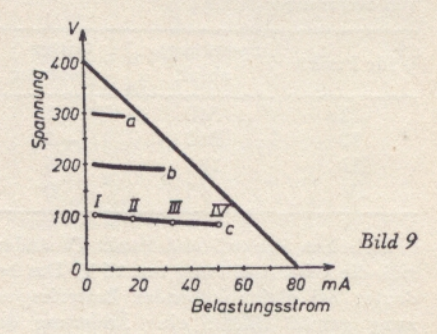


Bild 9

Schwankungen der inneren Spannung

Handelt es sich bei der kompensierten Stromquelle um ein Netzgerät, so schwankt im allgemeinen außer der Belastung auch die innere Spannung.

Wir müssen deshalb untersuchen, inwieweit sich diese Schwankungen auf die Klemmenspannung auswirken. Zu diesem Zweck knüpfen wir an die in Bild 7 dick ausgezogenen Kennlinien an, die für verschiedene Werte der Gitterspannung den Zusammenhang zwischen dem Belastungsstrom und dem Spannungsabfall an der Reihenschaltung aus Innenwiderstand und Röhre darstellen. Diese Kennlinien tauchen also in Bild 10 wieder auf. Dort sind außerdem zwei waagerechte Linien eingetragen, deren eine zu 5 mA und deren andere zu

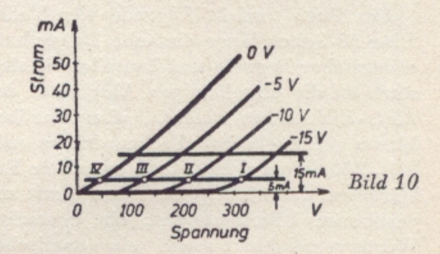


Bild 10

15 mA Belastungsstrom gehört. Die 5 mA-Linie schneidet sich mit den Gesamtwiderstandskennlinien in den Punkten I bis IV. Das heißt: Bei 5 mA Belastungsstrom gehören zusammen:

für Punkt	Spannungsabfall	Gitterspannung
I	310	– 15
II	210	– 10
III	125	– 5
IV	45	0

Zwischen Punkt I und Punkt IV ändert sich die Gitterspannung um 15 V. Das bedeutet bei gleichbleibender Batteriespannung gemäß Bild 5 eine Änderung der Klemmenspannung um ebenfalls 15 V. Setzen wir eine Batteriespannung von 100 V voraus, so gehören zu – 15 V Gitterspannung 115 V Klemmenspannung. Wir erhalten somit aus Bild 10 zu 100 V Batteriespannung, wenn wir beachten, daß die innere Spannung gleich der Summe aus Klemmenspannung und Spannungsabfall ist, als Ergänzung der vorstehenden Zahlentafel:

für Punkt	Spannungsabfall	Gitterspannung	Klemmenspannung	innere Spannung
I	310	– 15	115	425
II	210	– 10	110	320
III	125	– 5	105	230
IV	45	0	100	145

Wenn also die innere Spannung von 145 V auf 425 V hinaufgeht, steigt die Klemmenspannung im vorliegenden Fall von 100 V nur auf 115 V (Bild 11). Auch für andere

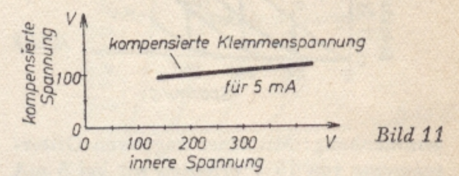


Bild 11

Batteriespannungen hätten wir hier zu einer Erhöhung der inneren Spannung um 425 – 145 = 280 V einen Klemmenspannungsanstieg von 15 V erhalten. Ganz ähnliche Verhältnisse ergeben sich für andere Belastungsstromwerte, z. B. für einen Belastungsstrom von 15 mA.

Buchauslese

Handbuch für elektrotechnisches Englisch

Von H. G. Freemann. 100 Bilder. 365 Seiten. 11,2×16 cm. Verlag W. Girardet, Essen. 1940. Preis Leinen gebunden 16.– RM.

Das Buch umfaßt folgende vier Teile: Eine 50 Seiten lange einfache Darstellung elektrischer Begriffe und Bauteile, die sich stark an die einschlägigen Abschnitte des AEG-Hilfsbuches anlehnt, aber darüber hinaus die englischen Fachausdrücke enthält, 200 Seiten alphabetisch geordnete Erklärungen der wichtigsten Begriffe mit angegebenen Übersetzungen, ein deutsches Wörterverzeichnis sowie ein englisches Wörterverzeichnis, beide mit Hinweisen auf die einzelnen Seiten und Abschnitte der ersten zwei Teile.

Auf die vom Leser wohl zunächst erwartete vokabulare Gegenüberstellung wurde verzichtet, da die Bedeutung eines Fachwortes noch mehr als die eines gewöhnlichen Wortes wesentlich von dem Zusammenhang abhängt, in dem es gebraucht wird. Dies hat für Übersetzungen aus dem Deutschen ins Englische sicher seine volle Berechtigung. Vielleicht aber wäre es doch gut gewesen, zu den englischen Fachwörtern die deutschen Bedeutungen unmittelbar zu bringen, da man bei Übersetzungen vom Englischen ins Deutsche wohl fast immer aus dem ganzen Zusammenhang entnehmen kann, welches deutsche Fachwort im einzelnen ausgewählt werden muß.

Das Buch wird dem Fachmann, der sich mit Übersetzungen zu beschäftigen hat, eine sehr wertvolle Hilfe sein. Es läßt sich darüber hinaus auch gut als Mittel zum Erlernen der englischen Fachausdrücke verwenden. F. Bergtold

Gelegenheits-Anzeigen

Radio, Markenapp., evt. Volksempfänger, 220 V. od. Allstrom, gut erh., zu kaufen ges., evt. Tausch geg. neue Bücher u. Aufzahlung. Angeb. unter A. 133 an die Geschäftsstelle.

DASD-Mitgl.! Suche dringend: DASD-Standardgeräte 5a u. 8 (Einzelteile: Drehkos CF 100 und CFK 18, KW-Spul.-Körp.Lanco (5pol.), Aluminiumchassis 5KmX, Skalen usw.), geb. CQ(MB)-Jahrg. 1927-31 u. 1937, 4pol. Wandsteckdose mit passendem 4pol. Stecker. Hansgeorg Bär, Ohrdruf/Thür.

Suche 1-2 Doppelgitterröhr., Telef. RE 074D oder Valvo U 409D. Gebe Kopfhörer, neuen Kosm.-Baukast. Technikus u. Elektromann. Tauschangeb. an W. Scholz, Rothhaus, Krs. Neiße, Oberschl.

Funkeninduktor, sowie Kolben- oder Kapselluftpumpe ges. Ang. mit Preisangabe an G. Demmel, Darmstadt, Jahnstr. 20.

Experiment.-Funkeninduktor u. Zukunfts-Roman Dominik, Himmelskraft z. kauf. ges. Werner Sitzler, Darmstadt, Rheinstr. 302.

Tausch! Radiobauteile, Empfäng. u. Röhr. im Wert v. etwa 1300 RM., geg. Kleinbildkamera, Kleinsup. u. Reiseschreibmasch. A. Bott, Frankfurt a. M., Am Burgfeld 149.

Verantwortl. für den Inhalt: Prof. Dr.-Ing. F. Bergtold, VDE., München. Anzeigenleiter Th. Ballenberger, Stuttgart, z. Zt. b. d. Wehrmacht. Verantwortl. für die Anzeigen: Anzeigenleiter Ph. O. Röhm, Stuttgart-I. Z. Zt. gültige Pl. Nr. 6. Die „Auslese der Funktechnik" erscheint 4 mal jährlich. Jahresbezugspreis RM 6.–. Einzelheftpreis RM 1.50. – Verlag Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart-O. Printed in Germany.
 Druck: Chr. Belser, Stuttgart